

다중경로 페이딩 채널에서 주파수 오프셋 보상 알고리즘을 적용한 디지털 M/W 전송 시스템의 성능 분석

박기식*

Performance Analysis of Digital M/W Transmission System adopting Frequency Offset Compensation Algorithm in Multipath Fading Channel

Ki-Sik Park *

요 약

본 논문에서는 다중 경로 페이딩 채널을 고려한 환경에서 디지털 M/W 전송 시스템의 동기화 관련 모의 시뮬레이터를 구성하여 주파수 동기를 수행하였고, 송신단과 수신단의 주파수 허용 편차(오실레이터 간 오차 범위)로 발생하는 주파수 오프셋에 보상 알고리즘을 적용하여 신호 성좌도(constellation)의 성능 개선 정도를 평가하였다. 성능 분석 결과, 송수신단의 주파수 허용 편차가 큰 상태에서는 주파수 오프셋을 보상해도 주파수 허용 편차가 이미 크기 때문에 잔류 주파수의 영향을 상대적으로 많이 받게 됨을 알 수 있었다. 결과적으로 송수신단의 주파수 허용 편차에 따라 잔류 주파수 오프셋이 시스템 성능에 큰 영향을 미치게 됨을 알 수 있었다.

본 결과물은 향후 방송중계용 시스템의 대역 이전 시 필요한 주파수 동기 기준으로 활용 가능할 것이다.

▶ Keywords : 알고리즘, M/W 전송 시스템, OFDM, 주파수 오프셋, 다중경로 페이딩

Abstract

In this paper, we investigated frequency synchronization through computer simulation of digital M/W transmission system in multipath fading channel. we suggested frequency offset correction algorithm against frequency offset between transmitter and receiver, then evaluated the degree of constellation performance enhancement. From the performance evaluation, in case of large frequency offset, although adopting frequency offset correction scheme, residual frequency offset degraded system performance. As a result, according to frequency offset value between transmitter

•제1저자 : 박기식 •교신저자 : 박기식

•투고일 : 2013. 10. 13, 심사일 : 2013. 10. 21, 게재확정일 : 2013. 10. 24.

* 인하공업전문대학 정보통신과(Dept. of Information and Communication, Inha Technical College)

and receiver residual frequency offset affects system performance significantly.

The results of this paper should be utilized for frequency synchronization criterion when frequency band of broadcasting system is rearranged.

▶ Keywords : Algorithm, M/W Transmission System, OFDM, Frequency Offset, Multipath Fading

I. 서 론

최근 ITU-R에서는 급속히 늘어나는 이동통신에 대한 소비자 욕구를 충족시키기 위하여 하위 대역인 3~6GHz 범위에 대하여 차세대 이동통신, 초고속 무선 LAN(RLAN : Radio Local Area Networks), 지능형 교통안전 시스템(ITS : Intelligent Transportation System), 공공안전 및 조난구호(PPDR : Public Protection & Disaster Relief) 등의 용도로 이미 분배하였거나 분배를 검토하고 있다[1-5]. 그리고 국내의 경우, 정부의 중장기 M/W(Micro-Wave) 주파수 이용계획에 따르면 제 4세대 이동통신 및 초고속 무선 LAN 등을 위해 3~6GHz 주파수 대역의 확보가 시급한 과제로 등장하고 있으며, 디지털 TV 방송이 시험 실시되면서 서비스 품질 및 주파수 효율성 제고를 위해서 방송주예(ST, TTL, TSL, FPU) 링크의 디지털화가 가속화되고 있으며 이에 따른 주파수 할당 및 재배치가 요구되고 있는 실정이다[6-8]. 3~6GHz 대역은 현재 장거리 M/W 중계용 주파수로 중요하게 이용되고 있어 주파수 자원이 날로 부족해지고 있는 현실을 감안할 때 이를 다른 대역으로 적절하게 재배치하는 여부가 향후 M/W 대역의 이용에 중요한 이슈로 등장하고 있다[1,2].

디지털 전송방식 시대의 도래에 따라 국내에서도 이동 및 고정 방송 중계를 포함한 M/W 대역의 디지털 전송 방식의 사용이 예상되고 있으며, 이의 효율적인 사용과 6GHz 이하 대역 채널의 원활한 이전을 실행하기 위해서는 6GHz 이상 대역에 도입될 디지털 고정 통신 시스템에 대한 전송 방식 기준이 반드시 제시되어야 한다.

특히 동기(synchronization)는 디지털 M/W 전송 시스템에서 필수적인 과정으로 정확한 동기화 알고리즘이 없다면 어떠한 시스템도 신뢰성 있는 정보 전송이 불가능하다. 이에 본 논문에서는 다중 경로 페이딩 채널을 고려한 환경에서 디지털 M/W 전송 시스템의 동기에 관한 모의 시뮬레이터를 구성하여 주파수 동기를 수행해 보고, 송신단과 수신단의 주파

수 허용 편차(오실레이터 간 오차 범위)로 발생하는 주파수 오프셋에 보상 알고리즘을 적용하여 신호 성좌도(constellation)의 성능 개선 정도를 평가하고자 한다. 또한 이 결과는 향후 방송중계용 시스템의 대역 이전 시에 필요한 주파수 동기 기준으로 활용하고자 한다.

II. OFDM 방식을 적용한 디지털 M/W 전송 시스템

2.1 디지털 M/W 전송 시스템 구조

그림 1과 같이 전송로 부호화는 OFDM 세그먼트를 단위로 이루어지므로 하나의 텔레비전 채널 중에서 일부를 고정수신 서비스, 나머지를 이동체 수신 서비스로 하는 것이 가능하며 이와 같은 전송을 계층전송이라고 한다. 각 계층은 하나 혹은 복수의 OFDM 세그먼트로 구성되고, 계층마다 캐리어 변조방식, 내부호 부호화율 및 시간 인터리브 길이 등의 파라미터를 설정할 수 있으며 계층 수는 최대 3레벨까지 가능하다. 각 계층의 세그먼트 수와 전송로 부호화 파라미터는 편성정보에 따라 결정되며, 수신기의 동작을 보조하는 제어정보는 TMCC (Transmission Multiplexing Configuration Control) 신호에 의해 전송된다[8-10].

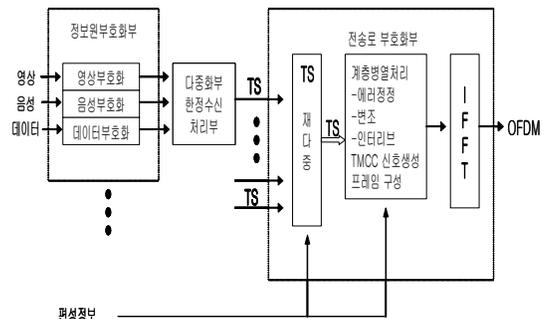


그림 1. M/W 전송 시스템 구조
Fig. 1. Structure of M/W Transmission System

2.2 디지털 M/W 전송 블록 구조

지상 디지털 M/W 전송 시스템에서 전송하는 블록 구조는 다음 그림과 같다. 그림에서 전체 블록은 총 20096개의 심볼로 구성되어 있으며, 세부적으로 파형등화용 기준신호, 데이터, 스프레딩 영역, 보조신호 전송 영역으로 구성되고, 나머지 896개의 심볼은 보조신호 전송영역으로 구성된다(8-10).

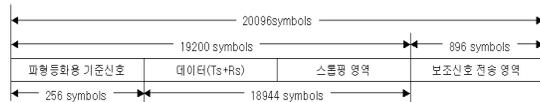


그림 2. M/W 전송 블록 구조
Fig. 2. Structure of M/W Transmission Block

2.3 OFDM 캐리어 및 주파수 배치

지상 디지털 M/W 전송 신호를 구성하는 OFDM 캐리어 수는 모드에 관계없이 기수 개이므로 반송과 주파수에 대응하는 OFDM 캐리어는 표 1의 번호로 한다.

표 1. OFDM 캐리어 번호
Table 1. Number of OFDM Carrier

전송모드	모드1	모드2	모드3
캐리어 번호	702	1404	2808

표 2는 본 논문에서 적용한 OFDM 전송신호 파라미터를 나타낸다. 표 2에서 SP는 Scattered Pilot, CP는 Continual Pilot, TMCC는 Transmission Multiplexing Configuration Control, 그리고 AC는 Auxiliary Channel를 의미한다.

표 2. 전송신호 파라미터
Table 2. Parameter of Transmission Signal

모드	파라미터 값
세그먼트 수(NS)	13
대역폭	$3000/7(\text{kHz}) \times \text{NS} + 250/63(\text{kHz}) = 5.575 \dots \text{MHz}$
차동변조부 세그먼트 수	nd
동기변조부 세그먼트 수	$\text{ns}(\text{ns} + \text{nd} = \text{NS})$

캐리어 간격	$250/63 = 3.968 \dots \text{kHz}$	
캐리어 수	총수	$108 \times \text{NS} + 1 = 1405$
	데이터	$96 \times \text{NS} = 1248$
	SP	$9 \times \text{ns}$
	CP	$\text{nd} + 1$
	TMCC	$\text{ns} + 5 \times \text{nd}$
	AC1	$2 \times \text{NS} = 26$
	AC2	$4 \times \text{nd}$
캐리어 변조방식	QPSK, 16QAM, 64QAM, DQPSK	
프레임당 심볼수	204	
유효심볼 길이	$252 \mu\text{s}$	
가드인터벌	$63 \mu\text{s} (1/4)$	
프레임 길이	$64.26 \mu\text{s} (1/4)$	
내부호	콘볼루션 부호 (1/2)	
외부호	RS(204, 188)	

한편, 지상 디지털 M/W 전송 신호의 반송과 주파수는 현행 채널 계획에서 중심주파수보다 $1/7\text{MHz} (=142,857\text{Hz})$ 만큼 높은 쪽으로 치우친 주파수로 한다. 표 3과 그림 3은 각각 주파수 배치와 OFDM 신호 배치를 나타낸다.

표 3. 주파수 배치
Table 3. Frequency Arrangement

UHF 채널	13 채널	14 채널	...	62 채널
반송파 주파수 (MHz)	$473 + 1/7 = 473.142857$	$479 + 1/7 = 479.142857$...	$767 + 1/7 = 767.142857$

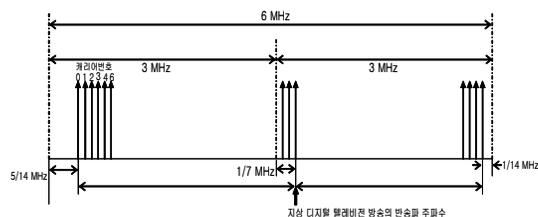


그림 3. OFDM 신호 배치
Fig. 3. Signal Arrangement of OFDM

2.4 OFDM 전송 방식

고속 푸리에 변환(FFT)를 사용한 OFDM 전송 기본 구조를 그림 4에 나타낸다[11-13].

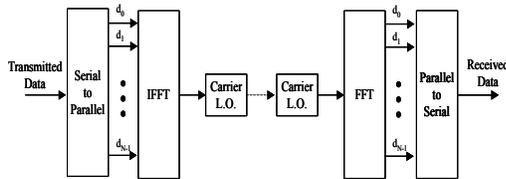


그림 4. OFDM 전송 블록의 구조
Fig. 4. Structure of OFDM Transmission Block

그림 4의 OFDM 송신기에서 높은 전송 속도의 입력 데이터는 S/P(Serial to Parallel) 변환부에 의해 낮은 전송 속도의 병렬 데이터로 변환되고, 변환된 출력은 DQPSK Mapper를 통해 다시 부호화 되고 고속 푸리에 역변환(IFFT) 과정을 거쳐서 OFDM 신호가 만들어진다. 그 다음 IFFT 출력을 RF(Radio Frequency) 주파수로 변환하기 위해 반송파 f_c 가 곱해진 신호는 BPF(Band Pass Filter) 거친 후 공간으로 전송된다.

III. 주파수 동기 알고리즘

기지대역 신호는 송신기의 국부 발진기에서 발생된 반송파 주파수에 의해 통과 대역으로 천이되며, 수신기에서는 동일한 반송파 주파수에 의해 기저대역 신호로 변환된다. 이 때, 기저대역 신호에는 반송파와 관련된 왜곡이 포함될 수 있는데, 왜곡은 송신기 반송파 주파수와 수신기의 반송파 주파수 차이에 의한 반송파 주파수 오프셋으로 수신된 기저대역 신호는 $\Delta f = f_c - f'_c$ 의 오프셋을 포함하게 된다.

송신기와 수신기의 반송파 사이에 주파수 오프셋이 존재하고, 위상잡음이 없는 경우 샘플링된 기저대역 시간영역 수신 신호는 다음 식과 같이 주어진다.

$$y_n = r_n e^{j2\pi\epsilon n} = r_n e^{j\theta_n} \tag{1}$$

여기서 n 은 프레임 길이, ϵ 는 sample duration ($1/T_{\text{sample}}$)으로 다음 식 (2)와 같이 정규화된 반송파 주파수 오프셋으로 표현되며, θ 는 다음 식 (3)과 같이 수신된 신호의

위상값을 표현한다. 디지털 M/W 전송 시스템에서는 이 θ 값을 추정하여 주파수 오프셋을 보상하게 된다.

$$\epsilon = \Delta f \cdot T_{\text{sample}} \tag{2}$$

$$\theta = 2\pi f t \tag{3}$$

한편, 본 논문에서는 그림 5와 같은 CAZAC sequence를 사용하였는데 CAZAC sequence는 16개의 sample로 구성된 1개의 심볼이 각각 12개가 연속적으로 구성되어 있으며, 마지막 심볼은 inverse된 sample로 구성되어 심볼 오프셋 추정 에러를 최소화하도록 설계되어 있다. 특히, CAZAC sequence의 주요 특징은 자기상관(auto correlation) 특성이 뛰어나 각 심볼의 평균값을 통한 주파수 오프셋 추정 시 비교적 정확한 추정이 가능하도록 설계되어 있다.

그림 5는 본 논문에서 사용한 CAZAC sequence를 이용한 주파수 오프셋 동기 알고리즘을 나타내고 있다[14-16].

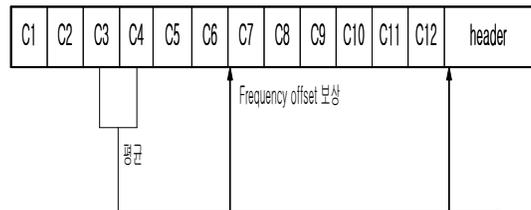


그림 5. 주파수 오프셋 동기 알고리즘
Fig. 5. frequency offset synchronization algorithm

일단, 주파수 오프셋이 발생하게 되면 한 샘플이 수신될 때마다 θ 만큼의 일정한 위상오차가 누적되어 발생하게 된다. 이 때문에 θ 만큼의 누적 위상차를 보상하기 위해서는 16 sample간 차이가 나는 인접 심볼과 conjugation 곱을 하여 주파수 오프셋에 의한 위상차 평균을 구한다. 이 평균을 통해 각 샘플 당 θ 만큼의 누적 위상오차가 발생했다고 추정할 수 있다. 샘플들의 평균 위상오차를 통해 주파수 오프셋의 보상이 되므로 많은 샘플의 평균을 취할수록 각 샘플이 틀어진 위상오차 θ 에 가깝게 되고 보다 정확한 보상을 할 수 있다.

그림 5에서 수신된 세 번째와 네 번째 심볼을 각각 $s_1(t) = a + jb$, $s_2(t) = c + jd$ 라고 하고, s_1 과 s_2 가 16 sample 간격의 신호로 주파수 오프셋이 발생되지 않았다면, 두 심볼은 동일한 값이 될 것이다. 하지만, 16 sample 간격에 일정양의 주파수 오프셋이 발생되었다면, 수신단에서는 동일한 두 심볼 내 각 샘플에 대해 conjugate를 취한 곱의 형태로 주파수 오프셋을 추정할 수 있다.

IV. 시뮬레이션 성능

4.1 시뮬레이션 환경 설정

본 논문에서는 M/W 전송 시스템의 동기에 관한 모의 시뮬레이터를 구성하여 주파수 동기를 수행해 보고, 송신단과 수신단의 주파수 허용 편차(오실레이터 간 오차 범위)로 발생하는 주파수 오프셋에 보상 알고리즘을 적용하여 신호 성좌도의 성능 개선 정도를 평가한다.

그림 6은 디지털 M/W 전송 시스템에 대한 시뮬레이션 블록도이다. 여기서는 AWGN 및 다중경로 페이딩 환경에서 전송율에 따른 신호의 성좌점, 동기, 그리고 시스템의 BER 성능을 평가하는 데에 초점을 맞추어 시뮬레이터를 설계한 것이다. 본 논문에서는 이 중 특히 동기에 관한 모의 시뮬레이션에 초점을 맞추어 주파수 동기를 수행한 다음 송신단과 수신단의 오실레이터 차이로 발생하는 주파수 오프셋 보상 정도를 평가하고자 한다.

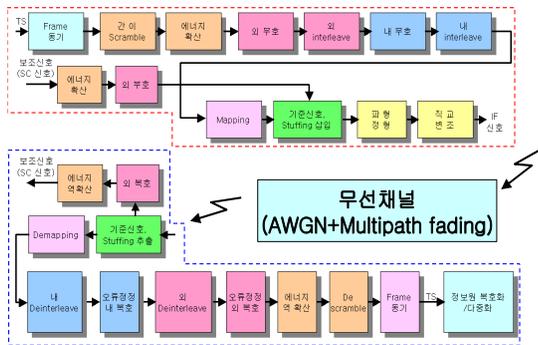


그림 6. 시스템 시뮬레이션 블록도
Fig. 6. Simulation Block Diagram of System

표 4는 시뮬레이션 성능 평가 시 고려한 주요 항목의 파라미터를 나타낸다.

표 4. 시뮬레이션 파라미터
Table 4. Parameters for Simulation

파라미터	값
변조 방식	DQPSK
전송 대역폭	20 MHz 이하
캐리어 간격	4 kHz

IFFT 샘플 주파수	8,126,984 Hz
주파수 허용 편차 (오실레이터 간 오차 범위)	±10~20 ppm
OFDM 세그먼트 수	3개

4.2 시뮬레이션 성능

그림 7은 다중경로 페이딩 채널에서 DQPSK 변조 방식을 적용한 6GHz 대역 디지털 M/W 전송 시스템의 신호 성좌도 (constellation) 응답 특성을 나타낸 그림이다. 여기서는 E_b/N_0 를 20dB, 송수신단의 주파수 허용 편차(오실레이터 간 오차 범위)를 ±10ppm로 설정하고 시뮬레이션을 수행하였는데 그림에서 알 수 있듯이 주파수 오프셋으로 인해 위상 오차 θ 가 발생하고, 이 θ 는 프레임 길이에 따라 누적되어 위상이 회전하는 성좌도를 형성하게 됨을 알 수 있다. 이와 같이 위상오차 θ 에 의해 누적된 주파수 오프셋을 CAZAC sequence를 이용한 주파수 오프셋 동기 알고리즘을 통해 누적하여 보상하게 되면, 그림 8과 같이 잔류 주파수 오프셋의 영향으로 정상도의 위상이 전체적으로 약간 틀어져 있기는 하지만, 시스템 성능에 큰 영향 없이 비교적 정확한 형태의 성좌도를 구할 수 있음을 알 수 있다.

그림 9는 그림 7과 동일한 환경에서 E_b/N_0 값을 30dB로 높였을 경우의 신호 성좌도 응답 특성을 나타낸 그림이다. 그림 9에서 알 수 있듯이 잔류 주파수 오프셋의 영향으로 위상오차가 발생하기는 하지만 잡음에 비해 신호 에너지가 크기 때문에 그림 7보다 정확한 성좌도를 구할 수 있다.

그림 10은 그림 7과 동일한 환경에서 송수신단의 주파수 허용 편차를 ±20ppm으로 높여 설정하고 시뮬레이션을 수행한 신호 성좌도 응답 특성을 나타낸 그림이다. 그림 11에서 알 수 있듯이 송수신단의 주파수 허용 편차가 큰 상태에서는 주파수 오프셋을 보상해도 주파수 허용 편차가 이미 크기 때문에 잔류 주파수 오프셋의 영향을 상대적으로 많이 받게 됨을 알 수 있다. 결과적으로 송수신단의 주파수 허용 편차(오실레이터 간 오차 범위)에 따라 잔류 주파수 오프셋이 시스템 성능에 큰 영향을 미치게 됨을 알 수 있다.

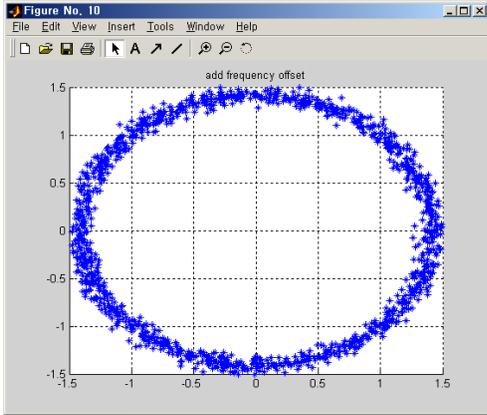


그림 7. 다중경로 페이딩 채널에서 주파수 옵셋이 발생한 디지털 M/W 전송 시스템의 성좌도 성능($E_b/N_0 = 20\text{dB}$, 주파수 허용 편차= $\pm 10\text{ppm}$, 반송파 주파수= 6GHz)
 Fig. 7. The constellation performance of digital M/W transmission system with frequency offset in multipath fading channel ($E_b/N_0 = 20\text{dB}$, frequency tolerance = $\pm 10\text{ppm}$, carrier frequency= 6GHz)

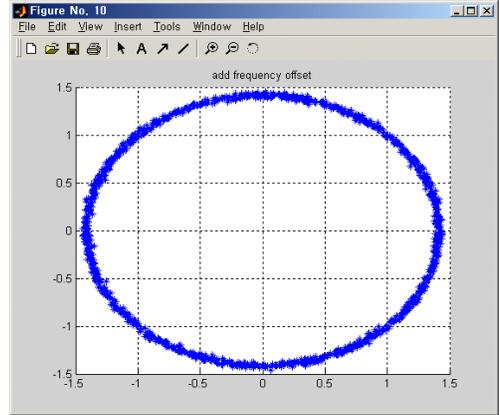


그림 9. 다중경로 페이딩 채널에서 주파수 옵셋이 발생한 디지털 M/W 전송 시스템의 성좌도 성능($E_b/N_0 = 30\text{dB}$, 주파수 허용 편차= $\pm 10\text{ppm}$, 반송파 주파수= 6GHz)
 Fig. 9. The constellation performance of digital M/W transmission system with frequency offset in multipath fading channel ($E_b/N_0 = 30\text{dB}$, frequency tolerance = $\pm 10\text{ppm}$, carrier frequency= 6GHz)

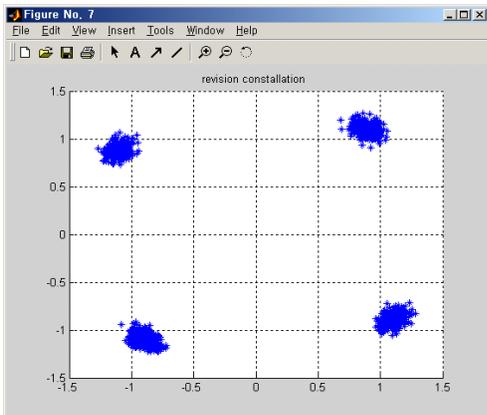


그림 8. 다중경로 페이딩 채널에서 주파수 옵셋 보상 알고리즘을 적용한 디지털 M/W 전송 시스템의 성좌도 성능($E_b/N_0 = 20\text{dB}$, 주파수 허용 편차= $\pm 10\text{ppm}$, 반송파 주파수= 6GHz)
 Fig. 8. The constellation performance of digital M/W transmission system adopting frequency offset correction algorithm in multipath fading channel ($E_b/N_0 = 20\text{dB}$, frequency tolerance = $\pm 10\text{ppm}$, carrier frequency= 6GHz)

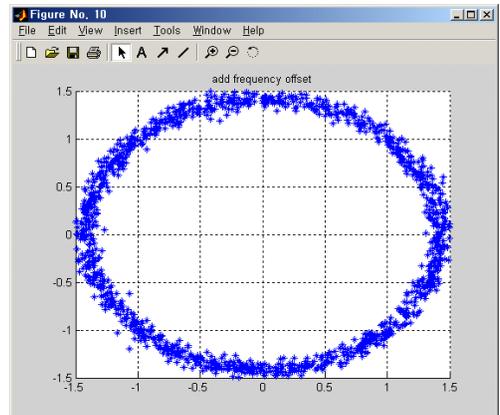


그림 10. 다중경로 페이딩 채널에서 주파수 옵셋이 발생한 디지털 M/W 전송 시스템의 성좌도 성능($E_b/N_0 = 20\text{dB}$, 주파수 허용 편차= $\pm 20\text{ppm}$, 반송파 주파수= 6GHz)
 Fig. 10. The constellation performance of digital M/W transmission system with frequency offset in multipath fading channel ($E_b/N_0 = 20\text{dB}$, frequency tolerance = $\pm 20\text{ppm}$, carrier frequency= 6GHz)

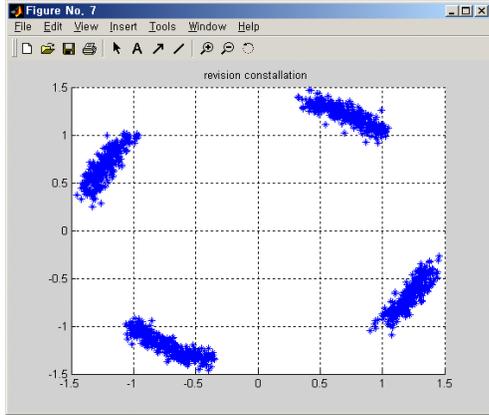


그림 11. 다중경로 페이딩 채널에서 주파수 오프셋 보상 알고리즘을 적용한 디지털 M/W 전송 시스템의 성좌도 성능($E_b/N_0 = 20\text{dB}$, 주파수 허용 편차= $\pm 20\text{ppm}$, 반송파 주파수=6GHz)

Fig. 11. The constellation performance of digital M/W transmission system adopting frequency offset correction algorithm in multipath fading channel ($E_b/N_0 = 20\text{dB}$, frequency tolerance = $\pm 20\text{ppm}$, carrier frequency = 6GHz)

V. 결론

본 논문에서는 다중 경로 페이딩 채널을 고려한 환경에서 디지털 M/W 전송 시스템의 동기화에 관한 모의 시뮬레이터를 구성하여 주파수 동기를 수행하였고, 송신단과 수신단의 주파수 허용 편차(오실레이터 간 오차 범위)로 발생하는 주파수 오프셋에 보상 알고리즘을 적용하여 신호 성좌도(constellation)의 성능 개선 정도를 평가하였다. 성능 분석 결과, 위상오차에 의해 누적된 주파수 오프셋을 CAZAC sequence를 이용한 주파수 오프셋 동기 알고리즘을 통해 누적하여 보상하게 되면, 잔류 주파수 오프셋의 영향으로 성좌도의 위상이 전체적으로 약간 틀어져 있기는 하지만, 시스템 성능에 큰 영향 없이 비교적 정확한 형태의 성좌도를 구할 수 있음을 알 수 있었다.

또한, 송수신단의 주파수 허용 편차가 큰 상태에서는 주파수 오프셋을 보상해도 주파수 허용 편차가 이미 크기 때문에 잔류 주파수 오프셋의 영향을 상대적으로 많이 받게 됨을 알 수 있었다. 결과적으로 송수신단의 주파수 허용 편차에 따라 잔류 주파수 오프셋이 시스템 성능에 큰 영향을 미치게 됨을 알 수 있었다.

본 결과물은 향후 방송중계용 시스템의 대역 이전 시 필요한 주파수 동기 기준으로 활용 가능할 것으로 사료된다.

참고문헌

- [1] "A study on management of utilizing radio wave resource," RAPA advisory board for radio wave utilization, 2000. 12. 31.
- [2] "A study on the plan for activating M/W frequency utilization," RAPA advisory board for radio wave utilization, 2000. 12. 31.
- [3] Report "Total research for usage plan of frequency resource," RAPA, 1999. 12. 31.
- [4] "RF/MW wireless technology workshop," Sungsil University RF/ Microwave Education Center, 2000. 12. 26.
- [5] "Chronology of radio wave broadcasting industry," RAPA, 2000.
- [6] "2000 Spectrum engineering technology workshop," KIEES, 2000. 10. 27.
- [7] "A study on mid-long term frequency utilization plan," fixed communication study group, 2001. 4. 25.
- [8] Report, "Technical plan for promotion of effective utilization radio wave," Japan Electric communication technology commission, Mar. 2000.
- [9] Robert J. Matheson, "Spectrum Usage for the Fixed Service," NTIA Report 00-378, Mar. 2000.
- [10] "Strategy for the future use of the Radio Spectrum in UK 2000," Radiocommunication Agency 2000.
- [11] M. Morelli, C.-C. J. Kuo, and M. O. Pun, "Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) : A tutorial review," in Proc. IEEE, vol. 95, no. 7, pp. 1394-1427, July 2007.
- [12] A. Laourine, A. Stéphenne, and S. Affes, "A new OFDM synchronization symbols for carrier frequency offset estimation," IEEE Signal Process. Lett., vol. 14, pp. 321-324, May 2007.
- [13] G. Ren, Y. Chang, H. Zhang, and H. Zhang, "An efficient frequency offset estimation method with a large range for wireless OFDM systems,"

- IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 56, pp. 1892-1895, July 2007.
- [14] Meng Jingbo, Kang Guihua, "A novel OFDM synchronization algorithm based on CAZAC sequence," International Conference on Computer Application and System Modeling, 2010.
- [15] Yan Chunlin, Li Shaoqian, Tang Youxi, "New frequency offset estimation method for OFDM systems by using CAZAC sequence," Journal of Electrics & Information Technology, 2006.
- [16] Sun Xianpu, Jin Huafeng, Wang Yue, "A new timing and frequency synchronization method for OFDM systems," Journal of Xidian University, 2006.

저 자 소 개



박 기 식

1991: 한국항공대학교
항공통신정보공학과 공학사.

1996: 한국항공대학교
항공통신정보공학과 공학석사.

2000: 한국항공대학교
항공통신정보공학과 공학박사

현 재: 인하공업전문대학
정보통신과 부교수

관심분야: 무선통신, 이동통신

Email : gspark@inhac.ac.kr